



19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

12 Patentschrift
10 DE 196 16 368 C 1

51 Int. Cl.⁸:
H 03 D 3/02
H 04 L 27/38

21 Aktenzeichen: 196 16 368.4-35
22 Anmeldetag: 24. 4. 96
43 Offenlegungstag: —
46 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 11. 12. 97

DE 196 16 368 C 1

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

73 Patentinhaber:
Hagenuk Marinekommunikation GmbH, 24220
Flintbek, DE

74 Vertreter:
Patentanwälte
HANSMANN-KLICKOW-HANSMANN, 22767
Hamburg

72 Erfinder:
Hoeck, Matthias, Dipl.-Ing., 24392 Süderbrarup, DE

56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 44 30 679 C1

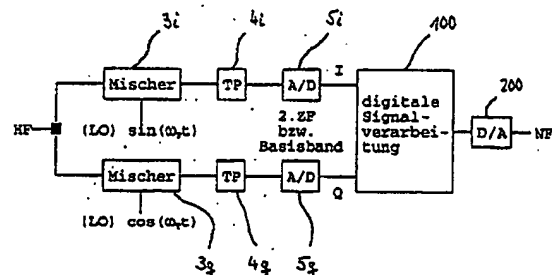
DE 42 38 543 C1

DE 42 38 542 C1

DE-Z.: UKW-Berichte, 4/86, S. 218-222;

54 Verfahren und Vorrichtung zur Demodulation eines SSB-Signals nach der Phasenmethode

57 Die Erfindung bezieht sich auf ein Demodulationsverfahren mit digitaler Korrektur eines durch analoge Signalverarbeitung gebildeten und fehlerbehafteten Quadratursignals zur Verbesserung der resultierenden Spiegelfrequenzunterdrückung im Falle einer Quadraturmischung auf eine niedrige Zwischenfrequenz eines Empfängers oder zur Verbesserung der Seitenband- oder Nachbarkanalunterdrückung im Falle einer Quadraturmischung auf das Basisband eines Empfängers (Figur 1).



DE 196 16 368 C 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Demodulation eines SSB-Signals nach der Phasenmethode mit einer Hilbert-Transformation.

- 5 Ein Verfahren zur Demodulation nach der Phasenmethode ist bereits bekannt (Bericht "Erzeugung und Demodulation von ESB-Signalen mit Hilfe der Phasenmethode" von Dr. Ing Ralph Oppelt in UKW-Berichte 4/86). Der Bericht weist auf die geringe erreichbare Seitenbandunterdrückung hin. Dieses Verfahren wird vorzugsweise von Funkamateuren benutzt, da es die Einsparung eines steilflankigen Filters erlaubt und es hier nicht auf eine hohe Seitenbandunterdrückung von z. B. 60 dB ankommt.

- 10 Digitale Verfahren zur Hilbert-Transformation sind ebenfalls bekannt und werden z. B. im Bericht "Digitale Einseitenband-Modulation mit Hilbert-Transformation" von Christoph Tiefenthaler ("Elektronik Industrie" 2/87) beschrieben.

- Bisherige rein analoge Verfahren führen aufgrund von Bauteiltoleranzen zu Offset-, Amplituden- und Phasenfehlern des I- und Q-Signals, wie sie in folgenden Signalbeschreibungen durch die Ausdrücke a_I , b_I und φ_I bzw. a_Q , b_Q und φ_Q dargestellt werden können.

$$I(t) = a_I + b_I 0.5 U_N \cos(\omega_{NT} - \omega_{Tt} + \varphi_I) + b_I 0.5 U_S \cos(\omega_{St} - \omega_{Tt} + \varphi_I)$$

$$Q(t) = a_Q + b_Q 0.5 U_N \sin(\omega_{NT} - \omega_{Tt} + \varphi_Q) + b_Q 0.5 U_S \sin(\omega_{St} - \omega_{Tt} + \varphi_Q)$$

- 20 Die Signale $I(t)$ und $Q(t)$ entstehen, indem ein HF-Signal:

$$U_{HF}(t) = U_N \cdot \sin(\omega_{NT}) + U_S \cdot \sin(\omega_{St})$$

- 25 {Nutzsignal: $U_N \sin(\omega_{NT})$; Störsignal: $U_S \sin(\omega_{St})$ mit $\omega_S = \omega_N - 2\omega_T$ }

durch analoge Signalverarbeitung mit dem Oszillatorsignal $\sin(\omega_{Tt})$ für das I-Signal bzw. $\cos(\omega_{Tt})$ für das Q-Signal gemischt wird und nur die entstehenden Differenzfrequenzen ein Tiefpaßfilter passieren.

- 30 Im Falle einer Quadraturmischung auf eine (niedrige) Zwischenfrequenz eines Empfängers nehmen die genannten Fehler Einfluß auf die Qualität der Spiegelfrequenzunterdrückung.

Im Falle einer Quadraturmischung auf das Basisband eines Empfängers nehmen die genannten Fehler Einfluß auf die Seitenbandunterdrückung eines ISB-Signales oder die Nachbarkanalunterdrückung eines SSB-Signales.

- Eine Dämpfung der Spiegelfrequenz durch selektive Verstärker ist nur mit großem Aufwand erreichbar, da die Spiegelfrequenz bei niedriger nachfolgender Zwischenfrequenz nicht ausreichend weit von der Frequenz des Nutzsignales entfernt liegt.

Eine andere Möglichkeit zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz liegt in der Optimierung des analogen Quadraturmischers und der folgenden Filter. Dies ist jedoch gerade im Falle einer Serienfertigung nur mit hohem Abgleichaufwand und hohen Kosten erreichbar.

- 40 In der US-PS 4.803.700 wird ein Verfahren und ein Demodulator zur digitalen Demodulation eines SSB-Signals beschrieben, bei dem das empfangene SSB-Signal nach Bandpaßfilterung mit einem Analog-/Digitalwandler in ein digitales Signal umgewandelt wird. Die eigentliche Demodulation, d. h. Mischung, Filterung und Hilbert-Transformation erfolgt dann auf der digitalen Ebene.

- Hierbei ist zwar aufgrund der weitgehend digitalen Signalverarbeitung eine Fehlerkorrektur nicht vorgesehen und auch nicht erforderlich. Ein Nachteil dieses Verfahrens besteht jedoch darin, daß es nicht ohne weiteres für SSB-Signale geeignet ist, die einen hohen Dynamikumfang haben. In diesem Fall besteht nämlich die Gefahr, daß der Analog-/Digitalwandler übersteuert wird und das demodulierte Ausgangssignal doch fehlerhaft bzw. verzerrt ist. Wenn andererseits dieses Verfahren auch für hohe Signaldynamiken geeignet sein soll, muß ein Analog-/Digitalwandler eingesetzt werden, der in dieser Hinsicht besonders hohen Anforderungen genügt, wodurch jedoch Aufwand und Kosten erheblich steigen.

- 50 Der Erfindung lag somit die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und eine kostengünstige Vorrichtung zur Demodulation eines SSB (single side band)- Signals (auch ESB-Signal genannt) nach der Phasenmethode mit einer Hilbert-Transformation zu schaffen, mit dem/der eine zuverlässige Demodulation insbesondere von Signalen mit einem besonders hohen Dynamikumfang möglich ist.

- Gelöst wird diese Aufgabe mit einem solchen Verfahren dadurch, daß zunächst eine Kalibrierung erfolgt, durch die zwei erste Korrekturwerte für Offsetfehler (a_{K_I} , a_{K_Q}) des I- und Q-Signals eines Quadratursignals, ein zweiter Korrekturwert für Verstärkungsfehler ($b_K = b_Q/b_I$) des I-Signals und zwei dritte Korrekturwerte für Phasenfehler ($|\sin(\varphi_K)|$, $|\cos(\varphi_K)|$) des Q-Signals ermittelt und abgespeichert werden, und daß anschließend in einem ersten Schritt durch analoge Quadraturmischung ein komplexes Quadratursignal ($I + jQ$) mit einer niedrigen Frequenz (z. B. Zwischenfrequenz oder Basisbandfrequenz eines Empfängers) erzeugt wird, das in ein digitales Signal umgewandelt wird, daß in einem zweiten Schritt ein Offsetfehler (a_I , a_Q), in einem dritten Schritt ein Verstärkungsfehler (b_I , b_Q) und in einem vierten Schritt ein Phasenfehler jeweils des I-Signals bzw. des Q-Signals des Quadratursignals durch Beaufschlagung mit gespeicherten Korrekturwerten kompensiert wird, bevor in einem fünften Schritt die Summe bzw. die Differenz der aus dem I-Signal und dem Hilbert-transformierten Q-Signal bestehenden Komponenten gebildet wird.

- 65 Die Aufgabe wird ferner durch eine Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens zur Demodulation eines SSB-Signals nach der Phasenmethode mit einer Hilbert-Transformation gelöst, die gekennzeichnet ist durch eine digitale Signalverarbeitungseinrichtung mit ersten bis dritten Speichereinrichtungen für erste bis dritte Korrekturwerte zur Korrektur von Offset-, Verstärkungs- und Phasenfehlern eines komplexen Quadratursi-

gnals ($I + jQ$), welches aus einem empfangenen SSB-Signal durch analoge Herabmischung auf eine niedrige Frequenz (z. B. Zwischenfrequenz oder Basisbandfrequenz eines Empfängers) und anschließende Digitalisierung gewonnen wurde.

Die Vorteile dieses Verfahrens und der Vorrichtung liegen u. a. darin, daß die Störfrequenzen ausreichend unterdrückt werden können, ohne daß sie in der HF-Frequenzlage durch ein Filter oder selektive Verstärker gedämpft werden müssen. 5

Bei einem relativen Verstärkungsfehler von $b_I/b_Q = 3\%$ und einem Phasenfehler von $\varphi = 2^\circ$ ergibt sich ohne Anwendung einer Korrektur eine Dämpfung des Störsignals in der NF-Ebene von nur 32,7 dB. Durch die erfindungsgemäße Korrektur der Fehler ist eine Verbesserung der Dämpfung auf 60 dB erreichbar.

Die Unteransprüche haben vorteilhafte Weiterbildungen des Erfindungsgedankens zum Inhalt. 10

Verfahrensgemäß wird vorzugsweise vor dem ersten Schritt eine Kalibrierung durchgeführt, durch die zwei erste Korrekturwerte für Offsetfehler (a_{KI} , a_{KQ}) des I- und Q-Signals, ein zweiter Korrekturwert für Verstärkungsfehler ($b_K = b_Q/b_I$) des I-Signals und zwei dritte Korrekturwerte für Phasenfehler ($|\sin(\varphi_k)|$, $|\cos(\varphi_k)|$) des Q-Signals ermittelt und abgespeichert werden.

Die Kalibrierung kann automatisch mit vorbestimmten Zeitabständen erfolgen oder bei Bedarf eingeleitet werden, um Einflüsse durch Alterung analoger Bauteile zu kompensieren. 15

Zur Kalibrierung muß anstelle des HF-Signals ein sinusförmiges Testsignal aufgeschaltet und demoduliert werden, dessen Frequenz von der Trägerfrequenz des Demodulators um ein Viertel der digitalen Abtastfrequenz abweicht, wobei zur Berechnung der Korrekturwerte in aufeinanderfolgenden Kalibrierungsschritten arithmetische Mittelwerte und Effektivwerte der I- und Q-Signale aus vier aufeinanderfolgenden Abtastwerten dienen. 20

Vorzugsweise werden in einem ersten Kalibrierungsschritt zunächst die ersten Korrekturwerte $a_{KI} = -a_I$ und $a_{KQ} = -a_Q$ für Offsetfehler aus den arithmetischen Mittelwerten der I- und Q-Signale des Quadratursignals berechnet und abgespeichert.

In einem zweiten Kalibrierungsschritt wird dann der zweite Korrekturwert $b_K = b_Q/b_I$ für den Verstärkungsfehler aus den Effektivwerten der offsetfehlerkorrigierten I- und Q-Signale des Quadratursignals berechnet und abgespeichert. 25

In einem dritten Kalibrierungsschritt können schließlich die dritten Korrekturwerte zur Korrektur von Phasenfehlern des offsetfehlerkorrigierten und Hilbert-transformierten Q-Signals aufgrund der mathematischen Zusammenhänge 30

$$|\sin(\varphi_k)| = 2 \cdot \text{Useff} \cdot \text{Udeff} \text{ und}$$

$$|\cos(\varphi_k)| = \text{Udeff}^2 - \text{Useff}^2$$

gebildet und abgespeichert werden, wobei 35

$$\text{Useff} = \text{Useff} / \sqrt{(\text{Useff}^2 + \text{Udeff}^2)} \text{ und } \text{Udeff} = \text{Udeff} / \sqrt{(\text{Useff}^2 + \text{Udeff}^2)}$$

ist und Useff den Effektivwert der Summe $I(t) + \text{HT}(Q(t))$ und Udeff den Effektivwert der Differenz $I(t) - \text{HT}(Q(t))$ sowie $\text{HT}(Q(t))$ das Hilbert-transformierte Q-Signal $Q(t)$ darstellt. 40

Bei der eigentlichen Fehlerkorrektur werden mit dem zweiten Schritt vorzugsweise die Offsetfehler des I- und Q-Signals durch Addition der gespeicherten ersten Korrekturwerte zu dem I- bzw. dem Q-Signal korrigiert. 45

Mit dem dritten Schritt wird dann der Verstärkungsfehler des offsetkorrigierten I-Signals (I' -Signal) gegenüber dem offsetkorrigierten Q-Signal (Q' -Signal) durch Multiplikation des I' -Signals mit dem zweiten Korrekturwert ausgeglichen.

Schließlich werden mit dem vierten Schritt Phasenfehler korrigiert, wobei das Q' -Signal Hilbert-transformiert (Q_{HT} -Signal) wird, das verstärkungskorrigierte I' -Signal (I'' -Signal) sowie das Q' -Signal um die Gruppenlaufzeit der Hilbert-Transformation verzögert wird (I_{dT} - bzw. Q_{dT} -Signale), das Q_{HT} - und das Q_{dT} -Signal mit den dritten Korrekturwerten multipliziert wird (Q_{HT}' - bzw. Q_{dT}' -Signale), das I_{dT} -Signal zu dem Q_{dT}' -Signal addiert wird (S_1 -Signal) und das Q_{HT}' -Signal zu dem S_1 -Signal addiert wird (S_2 -Signal). 50

Das Q_{HT}' -Signal wird vorzugsweise invertiert und zu dem S_1 -Signal addiert (D_1 -Signal), und die Signale S_2 und D_1 werden in analoge Signale umgewandelt und ausgegeben. 55

Weiterhin kann vom I-Signal das Q_{HT}' -Signal je nach Frequenzlage des HF-Signales subtrahiert bzw. zu diesem addiert werden und die Phasenkorrektur je nach HF-Frequenzlage des Signales mit positivem oder negativem Korrekturwinkel erfolgen, wobei ein Signal, dessen Frequenz größer ist als die des Trägers, z. B. ein oberes Seitenband, mit dem Ausdruck $U_{USB} = I_{dT} - \text{Re}\{(Q_{HT}' + jQ_{dT}) \cdot e^{-j\varphi_k}\}$ und ein Signal, dessen Frequenz kleiner ist als die des Trägers, z. B. ein unteres Seitenband, mit dem Ausdruck $U_{LSB} = I_{dT} + \text{Re}\{(Q_{HT}' + jQ_{dT}) \cdot e^{j\varphi_k}\}$ berechnet wird. 60

Schließlich wird vorzugsweise das Vorzeichen für den dritten Korrekturwert $\sin(\varphi_k)$ geändert, falls der Effektivwert des Differenzsignals durch das alleinige Wirken der Beträge der Korrekturwerte $\sin(\varphi_k)$ und $\cos(\varphi_k)$ größer wird.

Die Vorrichtung zeichnet sich vorzugsweise durch eine Kalibriereinrichtung zur Berechnung der ersten bis dritten Korrekturwerte anhand eines anstelle des empfangenen HF-Signals eingespeisten Testsignals aus. 65

Sie weist ferner vorzugsweise einen Hilbert-Transformator zur Hilbert-Transformation des offsetkorrigierten Q-Signals (Q' -Signal) auf.

Schließlich ist auch eine erste und eine zweite Verzögerungsstufe zur Verzögerung des I''-Signals bzw. des Q''-Signals um die Gruppenlaufzeit des Hilbert-Transformators vorgesehen.

Eine Ausführungsform der Erfindung ergibt sich aus der nachfolgenden Beschreibung anhand der Zeichnung. Es zeigt:

5 Fig. 1 ein Prinzipschaltbild einer Ausführungsform der Erfindung und

Fig. 2 eine detailliertes Schaltbild des Aufbaus gemäß Fig. 1.

Fig. 1 zeigt einen prinzipiellen Aufbau einer erfindungsgemäßen Schaltung. An ihrem Eingang liegt ein HF-Signal an, welches zunächst analog verarbeitet wird: mit einem Quadraturmischer 3i, 3q erfolgt eine Mischung mit Trägersignalen $\sin(\omega_T t)$ und $\cos(\omega_T t)$, wobei die Summenfrequenzanteile der I- und Q-Signale mit nachgeschalteten Tiefpässen 4i, 4q unterdrückt werden. Die Differenzfrequenzsignale der Mischprodukte werden in A/D-Wandlern 5i, 5q digitalisiert und dann einer digitalen Signalverarbeitungseinrichtung 100 zugeführt, in der die Korrektur erfolgt. Im Anschluß daran wird das korrigierte Signal mit einem D/A-Wandler 200 in ein analoges NF-Signal umgesetzt.

Das Verfahren und die Vorrichtung dienen insbesondere dazu, die Einflüsse der Amplitudenfehler (Offsetfehler: a_i, a_q und Verstärkungsfehler: b_i, b_q) des I-Signales bzw. des Q-Signales und des Phasenfehlers $\varphi = \varphi(I) - \varphi(Q) - 90^\circ$ des Quadratursignals, das aus dem komplexen Signal $I + jQ$ besteht, zu kompensieren.

Die nachfolgenden Erläuterungen erfolgen mit Bezug auf Fig. 2. Bevor die Störsignalunterdrückung verbessert werden kann, ist eine Kalibrierung erforderlich. Die Kalibrierung erfolgt, indem zunächst ein Testsignal $U_c \sin(\omega_c t)$ von einem Oszillator über einen Schalter 2 auf den ersten und zweiten analogen Ringmischer 3i, 3q geführt wird. Die Frequenz des Testsignals soll um $f_a/4$ (f_a = Abtastfrequenz der Analog-Digital-Wandler) von der Oszillatorfrequenz der Ringmischer abweichen, um präzise Berechnungen der Signalpegel zu ermöglichen. Dem ersten Ringmischer 3i wird außerdem das Signal $\sin(\omega_T t)$ und dem zweiten Ringmischer 3q das Signal $\cos(\omega_T t)$ zur Mischung aufgeschaltet. Für diese Beschreibung wird der Fall $\omega_c < \omega_T$ angenommen.

Nur die Differenzfrequenzsignale der Mischprodukte im I- und Q-Zweig passieren den ersten bzw. zweiten Tiefpaß 4i, 4q und werden jeweils über den ersten bzw. zweiten A/D-Wandler 5i, 5q an die digitale Signalverarbeitung 100 weitergeleitet.

Damit liegen folgende Signale vor:

$$I(t) = a_i + b_i 0.5 U_c \cos(\omega_c t - \omega_T t + \varphi_i) = a_i + b_i 0.5 U_c \cos(\omega_T t - \omega_c t - \varphi_i)$$

$$Q(t) = a_q Q + b_q 0.5 U_c \sin(\omega_c t - \omega_T t + \varphi_Q) = a_q - b_q 0.5 U_c \sin(\omega_T t - \omega_c t - \varphi_Q)$$

a_i und a_q : Offsetfehler der analogen Vorstufe.

b_i und b_q : Verstärkungsfehler der analogen Vorstufe.

35 φ_i und φ_Q Phasenfehler der analogen Vorstufe.

Ein Kalibriereinrichtung 6 berechnet die arithmetischen Mittelwerte der Signale und aus diesen die Korrekturwerte für die Offsetfehler $ak_i = -a_i$ und $ak_q = -a_q$. Diese Korrekturwerte werden daraufhin in einen ersten bzw. zweiten Speicher 7i, 7q geschrieben und wirken von nun an über einen ersten bzw. zweiten Addierer 8i, 8q korrigierend auf die Offsetfehler der Signale I und Q.

40 Die offsetfehlerkorrigierten Signale I' und Q' werden daraufhin von der Kalibriereinrichtung 6 erfaßt, um den relativen Verstärkungsfehler b_i/b_q zu berechnen. Hierzu werden die Effektivwerte der I'- und Q'-Signale berechnet und der Quotient $b_i/b_q = U_{eff}(I)/U_{eff}(Q)$ gebildet. Die Effektivwerte werden berechnet, indem jeweils vier aufeinanderfolgende Abtastwerte quadratisch addiert werden. Daraufhin wird der Korrekturfaktor $b_k = b_q/b_i$ berechnet und in einen dritten Speicher 9 geschrieben. Von nun an wirkt der Korrekturfaktor b_k über einen ersten Multiplizierer 10 auf das I'-Signal. Nachdem nun die Amplitudenfehler der Signale korrigiert sind, stehen die Signale:

$$I''(t) = b_q 0.5 U_c \cos(\omega_T t - \omega_c t - \varphi_i) \text{ und}$$

$$50 \quad Q''(t) = -b_q 0.5 U_c \sin(\omega_T t - \omega_c t - \varphi_Q)$$

zur Verfügung. Nun wird der Wert 1 in einen vierten Speicher 11a für den Wert $\cos(\varphi_k)$ und der Wert 0 für den Korrekturfaktor $\sin(\varphi_k)$ in einen fünften Speicher 11b geschrieben. Diese Werte bilden den komplexen Wert $\cos(\varphi_k) + j \sin(\varphi_k)$ und wirken im Prinzip phasendrehend (zunächst mit $\varphi_k = 0^\circ$) auf das inzwischen in komplexer Form vorliegende Signal $Q_{HT} + jQ_{QT}$, das mit Hilfe eines digitalen Hilbert-Transformators 14 und eines ersten Verzögerungsglieds 15 gebildet wird.

Da nur der Realteil des phasengedrehten Signales $(Q_{HT} + jQ_{QT}) \cdot e^{j\varphi_k}$ z. B. zur Bildung des Signales $U_{LSB} = I_{dt} + \text{Re}[(Q_{HT} + jQ_{QT}) \cdot e^{j\varphi_k}]$ benötigt wird, wird auch nur dieser wie folgt berechnet:

ein erster Multiplizierer 12 bildet das Signal $Q_{HT}' = Q_{HT} \cdot \cos(\varphi_k)$,

60 ein zweiter Multiplizierer 13 bildet das Signal $Q_{QT}' = Q_{QT} \cdot \sin(\varphi_k)$.

Das I''-Signal wird durch ein zweites Verzögerungsglied 16 um die Gruppenlaufzeit des Hilbert-Transformators 14 verzögert und bildet so das Signal I_{dt} . Die Gruppenlaufzeit des Hilbert-Transformators T_H entspricht $n/2 \cdot T_a$; n ist die Ordnung des Hilbert-Transformators und T_a die Abtastperiodendauer des Digitalteils. Durch einen dritten Addierer 17 wird das Summensignal $S_1 = I_{dt} + Q_{QT}'$ und durch einen vierten Addierer 18 das Summensignal $S_2 = S_1 + Q_{HT}'$ gebildet. Mit einem fünften Addierer 19 und einem Inverter 20 wird die Differenz $D_1 = S_1 - Q_{HT}'$ gebildet.

Die Signale S_2 und D_1 berechnen sich wie folgt:

$$S_2 = I_{dt} + \operatorname{Re}\{(Q_{HT} + jQ_{dT}) \cdot e^{j\varphi_k}\} = I_{dT} + Q_{HT} + Q_{dT}'$$

$$D_1 = I_{dT} - \operatorname{Re}\{(Q_{HT} + jQ_{dT}) \cdot e^{-j\varphi_k}\} = I_{dT} - (Q_{HT}' - Q_{dT}')$$

Mit $t' = t - (n/2) \cdot T_a$ gilt:

$$I_{dT}(t') = b_Q 0.5 U_c \cos(\omega_T t' - \omega_c t' - \varphi_I) \text{ und}$$

$$Q_{HT}(t') = b_Q 0.5 U_c \cos(\omega_T t' - \omega_c t' - \varphi_Q)$$

$$Q_{dT}(t') = -b_Q 0.5 U_c \sin(\omega_T t' - \omega_c t' - \varphi_Q)$$

Die Kalibriereinrichtung 6 erfaßt durch Effektivwertbildung den Pegel des Summensignales $S_2 = I_{dT}(t') + Q_{dT}(t') + Q_{HT}(t')$. Die folgenden mathematischen Umformungen sollen zeigen, daß der Pegel des Summensignales vom Phasenfehler des Quadratursignals abhängt:

$$I_{dT}(t') = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I)$$

$$Q_{HT}(t') = Q_{HT}(t') \cdot \cos(\varphi_k) = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q) \cdot 1$$

$$Q_{HT}'(t') = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q)$$

$$Q_{dT}(t') = Q_{dT}(t') \cdot \sin(\varphi_k) = -b_Q 0.5 U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q) \cdot 0$$

$$Q_{dT}'(t') = 0$$

$$S_2 = I_{dT}(t') + Q_{HT}(t')$$

$$S_2 = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I) + b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q)$$

$$\text{mit: } \cos(\alpha) + \cos(\beta) = 2 \cdot \cos((\alpha + \beta)/2) \cdot \cos((\alpha - \beta)/2)$$

$$S_2 = b_Q U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q)/2) \cdot \cos((-\varphi_I + \varphi_Q)/2)$$

Der Effektivwert berechnet sich in der Vorrichtung aus vier aufeinanderfolgenden Abtastwerten, indem die Wurzel der Summe der Quadrate der Abtastwerte berechnet wird und entspricht dem Effektivwert von S_2 :

$$U_{\text{seff}} = |b_Q \sqrt{0,5} U_c \cos((\varphi_Q - \varphi_I)/2)|.$$

Die Kalibriereinrichtung 6 erfaßt durch Effektivwertbildung den Pegel des Differenzsignales $D_1 = I_{dT}(t') + Q_{dT}(t') - Q_{HT}(t')$. Die folgenden mathematischen Umformungen sollen zeigen, wie der Pegel des Differenzsignales vom Phasenfehler des Quadratursignals abhängt:

$$D_1 = I_{dT}(t') + Q_{dT}(t') - Q_{HT}(t')$$

$$D_1 = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I) - b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q)$$

$$\text{mit: } \cos(\alpha) - \cos(\beta) = -2 \cdot \sin((\alpha + \beta)/2) \cdot \sin((\alpha - \beta)/2)$$

$$D_1 = -b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q)/2) \cdot \sin((-\varphi_I + \varphi_Q)/2)$$

$$D_1 = b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q)/2) \cdot \sin((\varphi_I - \varphi_Q)/2).$$

Der Effektivwert berechnet sich in der Vorrichtung aus vier aufeinanderfolgenden Abtastwerten, indem die Wurzel der Summe der Quadrate der Abtastwerte berechnet wird und entspricht dem Effektivwert von D_1 :

$$U_{\text{deff}} = |b_Q \sqrt{0,5} U_c \sin((\varphi_I - \varphi_Q)/2)|.$$

Der Quotient $d_s = U_{\text{seff}}/U_{\text{deff}}$ kann benutzt werden, um die Störsignalunterdrückung d_s zu berechnen.

Die Störsignalunterdrückung wird optimal, wenn das Q-Signal um die Phase $\varphi_Q - \varphi_I$ gedreht wird, da damit der Ausdruck $\sin((\varphi_I - \varphi_Q)/2) = \sin((\varphi_I - \varphi_Q + (\varphi_Q - \varphi_I))/2)$ zu Null wird. Um die Korrekturfaktoren $\sin(\varphi_k) = \sin(\varphi_Q - \varphi_I)$ und $\cos(\varphi_k) = \cos(\varphi_Q - \varphi_I)$ berechnen zu können, werden die Werte U_{seff} und U_{deff} gebildet, indem die Effektivwerte U_{seff} und U_{deff} mit dem Faktor

$$1/\sqrt{(U_{\text{seff}}^2 + U_{\text{deff}}^2)}$$

5 multipliziert werden.

Damit gilt: $U_{\text{seff}} = |\sin((\varphi_Q - \varphi_I)/2)|$ und $U_{\text{deff}} = |\cos((\varphi_Q - \varphi_I)/2)|$.

Anschließend werden die Beträge der Korrekturfaktoren wie folgt berechnet:

$$|\sin(\varphi_k)| = \sin(2 \cdot (\varphi_Q - \varphi_I)/2) = 2 \cdot \sin((\varphi_Q - \varphi_I)/2) \cdot \cos((\varphi_Q - \varphi_I)/2) = 2 \cdot U_{\text{seff}} \cdot U_{\text{deff}}$$

$$10 \quad |\cos(\varphi_k)| = \cos^2((\varphi_Q - \varphi_I)/2) - \sin^2((\varphi_Q - \varphi_I)/2) = U_{\text{deff}}^2 - U_{\text{seff}}^2.$$

Nachdem die Werte $|\sin(\varphi_k)|$ und $|\cos(\varphi_k)|$ berechnet worden sind, werden sie in den vierten bzw. fünften Speicher 11a, 11b geschrieben und damit wirksam. Damit liegen nun folgende Signale vor:

$$15 \quad I_{dT}(t') = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I)$$

$$Q_{HT}(t') = Q_{HT}(t') \cdot \cos(|\varphi_k|) = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q) \cdot \cos(|\varphi_k|)$$

$$20 \quad Q_{dT}(t') = Q_{dT}(t') \cdot \sin(|\varphi_k|) = -b_Q 0.5 U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q) \cdot \sin(|\varphi_k|)$$

$$Q_{HT}(t') = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q) \cdot \cos(|\varphi_k|)$$

$$\text{mit: } \cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = 0.5 \cos(\alpha - \beta) + 0.5 \cos(\alpha + \beta)$$

$$25 \quad Q_{HT}(t') = b_Q 0.25 U_c (\cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q - |\varphi_k|) + \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q + |\varphi_k|))$$

$$Q_{dT}(t') = -b_Q 0.5 U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q) \cdot \sin(|\varphi_k|)$$

$$30 \quad \text{mit: } \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = 0.5 \cos(\alpha - \beta) - 0.5 \cos(\alpha + \beta)$$

$$Q_{dT}(t') = -b_Q 0.25 U_c (\cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q - |\varphi_k|) - \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q + |\varphi_k|))$$

$$I_{dT}(t') = b_Q 0.5 U_c \cos(\omega_T t' - \omega_c t' - \varphi_I) \text{ und}$$

$$35 \quad Q_{dT}(t') = -b_Q 0.25 U_c (\cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q - |\varphi_k|) - \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q + |\varphi_k|))$$

$$Q_{HT}(t') = b_Q 0.25 U_c (\cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q - |\varphi_k|) + \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q + |\varphi_k|))$$

40 Die Kalibriereinrichtung 6 erfaßt durch Effektivwertbildung den Pegel des Summensignals:

$$S_2 = I_{dT}(t') + Q_{dT}(t') + Q_{HT}(t')$$

$$S_2 = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I) - b_Q 0.25 U_c (\cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q - |\varphi_k|) - \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q + |\varphi_k|)) + b_Q 0.25 U_c (\cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q - |\varphi_k|) + \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q + |\varphi_k|))$$

$$45 \quad S_2 = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I) + b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q + |\varphi_k|)$$

$$\text{mit: } \cos(\alpha) + \cos(\beta) = 2 \cdot \cos((\alpha + \beta)/2) \cdot \cos((\alpha - \beta)/2)$$

$$50 \quad S_2 = b_Q U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q + |\varphi_k|)/2) \cdot \cos((- \varphi_I + \varphi_Q - |\varphi_k|)/2)$$

sowie den Pegel des Differenzsignales:

$$D_1 = I_{dT}(t') + Q_{dT}(t') - Q_{HT}(t')$$

$$55 \quad D_1 = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I) - b_Q 0.25 U_c (\cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q - |\varphi_k|) - \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q + |\varphi_k|)) - b_Q 0.25 U_c (\cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q - |\varphi_k|) + \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q + |\varphi_k|))$$

$$D_1 = b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I) - b_Q 0.5 U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q - |\varphi_k|)$$

$$60 \quad \text{mit: } \cos(\alpha) - \cos(\beta) = -2 \cdot \sin((\alpha + \beta)/2) \cdot \sin(\alpha - \beta)/2$$

$$D_1 = -b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q - |\varphi_k|)/2) \cdot \sin((- \varphi_I + \varphi_Q + |\varphi_k|)/2)$$

$$65 \quad D_1 = b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q - |\varphi_k|)/2) \cdot \sin((\varphi_I - \varphi_Q - |\varphi_k|)/2)$$

Das Differenzsignal wird nur dann zu Null, wenn gilt: $(\varphi_I - \varphi_Q - |\varphi_k|) = 0$. In diesem Fall muß $|\varphi_k| = \varphi_I - \varphi_Q$ sein. Nehmen wir aber zunächst an, daß der Winkel $\varphi_I - \varphi_Q$ tatsächlich negativ ist, gilt:

$$|\varphi_k| = -(\varphi_I - \varphi_Q) = \varphi_Q - \varphi_I.$$

$|\varphi_k|$ muß in diesem Fall also durch $\varphi_Q - \varphi_I$ ersetzt werden. Wird $|\varphi_k|$ durch $(\varphi_Q - \varphi_I)$ ersetzt, so ergibt sich:

$$S_2 = b_Q U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q + |\varphi_k|)/2) \cdot \cos((- \varphi_I + \varphi_Q - |\varphi_k|)/2) \quad 5$$

$$S_2 = b_Q U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q + \varphi_Q - \varphi_I)/2) \cdot \cos((- \varphi_I + \varphi_Q - \varphi_Q + \varphi_I)/2)$$

$$S_2 = b_Q U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I) \cdot \cos(0) \quad 10$$

$$D_1 = -b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q - |\varphi_k|)/2) \cdot \sin((- \varphi_I + \varphi_Q + |\varphi_k|)/2)$$

$$D_1 = -b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q - \varphi_Q + \varphi_I)/2) \cdot \sin((- \varphi_I + \varphi_Q + \varphi_Q - \varphi_I)/2) \quad D_1 = -b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q) \cdot \sin(\varphi_Q - \varphi_I) \quad 15$$

Unter der Annahme, daß der Winkel $\varphi_I - \varphi_Q$ positiv ist, gilt: $|\varphi_k| = \varphi_I - \varphi_Q$. Wird $|\varphi_k|$ durch $(\varphi_I - \varphi_Q)$ ersetzt, so ergibt sich:

$$S_2 = b_Q U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q + |\varphi_k|)/2) \cdot \cos((- \varphi_I + \varphi_Q - |\varphi_k|)/2) \quad 20$$

$$S_2 = b_Q U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q + \varphi_I - \varphi_Q)/2) \cdot \cos((- \varphi_I + \varphi_Q - \varphi_I + \varphi_Q)/2)$$

$$S_2 = b_Q U_c \cos((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_Q) \cdot \cos(\varphi_Q - \varphi_I)$$

$$D_1 = -b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q - |\varphi_k|)/2) \cdot \sin((- \varphi_I + \varphi_Q + |\varphi_k|)/2) \quad 25$$

$$D_1 = -b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' + (-\varphi_I - \varphi_Q - \varphi_I + \varphi_Q)/2) \cdot \sin((- \varphi_I + \varphi_Q + \varphi_I - \varphi_Q)/2)$$

$$D_1 = -b_Q U_c \sin((\omega_T - \omega_c)t' - \varphi_I) \cdot \sin(0) \quad 30$$

Da beide Varianten gegeben sein können, wird der Effektivwert des Differenzsignals erneut berechnet, nachdem der Phasenbetrag zur Korrektur angelegt ist. Ist der Pegel größer als zuvor, wird das Vorzeichen des Korrekturfaktors $\sin(\varphi_k)$ geändert.

Nach diesem letzten Schritt ist die Kalibrierung abgeschlossen. Es bleiben alle Korrekturwerte weiter wirksam, und anstelle des Testsignals wird das HF-Signal über den Schalter 2 aufgeschaltet. 35

Im folgenden wird nun die Demodulation eines HF-Signales, bestehend aus zwei Nutzsignalen, beschrieben, nachdem die Kalibrierung abgeschlossen und damit die Phasenkorrekturwerte für $\varphi_k = \varphi_I - \varphi_Q$ eingestellt worden sind.

Folgende Signale bilden das HF-Signal:

$$U_{HF} = U_1 \cdot \sin(\omega_1 t) + U_2 \cdot \sin(\omega_2 t) \text{ mit z. B. } f_1 = 63.000 \text{ MHz und } f_2 = 62.940 \text{ MHz.} \quad 40$$

Das HF-Signal wird über den Schalter 2 geführt und durch die Trägersignale $\sin(\omega_T t)$ und $\cos(\omega_T t)$ an dem ersten und zweiten Mischer 3i, 3q heruntergemischt ($f_T = 62.97 \text{ MHz}$).

Die Summenfrequenzsignale werden durch den ersten und zweiten Tiefpaß 4i, 4q unterdrückt. Die Differenzfrequenzsignale der Mischprodukte werden über den ersten und zweiten A/D-Wandler 5i, 5q der digitalen Signalverarbeitungseinheit 100 zugeführt. Die Signale sind damit zunächst: 45

$$I(t) = (U_1 \cdot \sin(\omega_1 t) + U_2 \cdot \sin(\omega_2 t)) \cdot \sin(\omega_T t) = 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t) + 0.5 U_2 \cos((\omega_2 - \omega_T)t) \quad 50$$

$$Q(t) = (U_1 \cdot \sin(\omega_1 t) + U_2 \cdot \sin(\omega_2 t)) \cdot \cos(\omega_T t) = 0.5 U_1 \sin((\omega_1 - \omega_T)t) + 0.5 U_2 \sin((\omega_2 - \omega_T)t)$$

Die Fehler $a_i, a_q, b_i, b_q, \varphi_i$ und φ_q , die durch die analoge Signalverarbeitung entstehen, werden wie folgt berücksichtigt: 55

$$I(t) = a_i + b_i 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t + I) + b_i 0.5 U_2 \cos((\omega_2 - \omega_T)t + \varphi_i)$$

$$Q(t) = a_q + b_q 0.5 U_1 \sin((\omega_1 - \omega_T)t + Q) + b_q 0.5 U_2 \sin((\omega_2 - \omega_T)t + \varphi_q)$$

Zunächst werden die Offsetfehler durch den ersten und zweiten Addierer 8i, 8q korrigiert. Anschließend gilt: 60

$$I'(t) = b_i 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t + \varphi_i) + b_i 0.5 U_2 \cos((\omega_2 - \omega_T)t + \varphi_i)$$

$$Q'(t) = b_q 0.5 U_1 \sin((\omega_1 - \omega_T)t + \varphi_q) + b_q 0.5 U_2 \sin((\omega_2 - \omega_T)t + \varphi_q) \quad 65$$

Der Verstärkungsfehler des I-Zweiges wird an den des Q-Zweiges durch den ersten Multiplizierer 10 angeglichen. Somit gilt:

$$I''(t) = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t + \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_2 - \omega_T)t + \varphi_1)$$

$$Q'(t) = b_Q 0.5 U_1 \sin((\omega_1 - \omega_T)t + \varphi_Q) + b_Q 0.5 U_2 \sin((\omega_2 - \omega_T)t + \varphi_Q)$$

- 5 Es gilt für gerade Funktionen: $\cos((\omega_2 - \omega_T)t + \varphi_1) = \cos((\omega_T - \omega_2)t - \varphi_1)$ und für ungerade Funktionen: $\sin((\omega_2 - \omega_T)t + \varphi_Q) = -\sin((\omega_T - \omega_2)t - \varphi_Q)$

$$I''(t) = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t + \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t - \varphi_1)$$

$$10 \quad Q'(t) = b_Q 0.5 U_1 \sin((\omega_1 - \omega_T)t + \varphi_Q) - b_Q 0.5 U_2 \sin((\omega_T - \omega_2)t - \varphi_Q)$$

$I''(t)$ wird mit einer ersten Verzögerungsstufe 16 um die Gruppenlaufzeit T_H des Hilbert-Transformators 14 verzögert:

$$15 \quad I_{dT}(t') = I''(t - T_H)$$

$$I_{dT}(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_1)$$

$Q'(t)$ wird durch den Hilbert-Transformator 14 transformiert:

$$20 \quad Q_{HT}(t') = HT(Q'(t'))$$

$$Q_{HT}(t') = b_Q 0.5 U_1 -\cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q)$$

- 25 und durch den zweiten Multiplizierer 12 mit $\cos(\varphi_k)$ multipliziert:

$$Q_{HT'}(t') = Q_{HT}(t') \cdot \cos(\varphi_k)$$

$$Q_{HT'}(t') = (b_Q 0.5 U_1 -\cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q)) \cdot \cos(\varphi_k)$$

$$30 \quad Q_{HT'}(t') = b_Q 0.25 U_1 (-\cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q + \varphi_k)) + b_Q 0.25 U_1 (-\cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q - \varphi_k)) + b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q + \varphi_k) + b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q - \varphi_k)$$

- 35 $Q'(t)$ wird mit einer zweiten Verzögerungsstufe 15 um die Gruppenlaufzeit T_H des Hilbert-Transformators 14 verzögert:

$$Q_{dT}(t') = Q'(t - T_H)$$

$$Q_{dT}(t') = b_Q 0.5 U_1 \sin((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q) - b_Q 0.5 U_2 \sin((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q)$$

- 40 und durch den dritten Multiplizierer 13 mit $\sin(\varphi_k)$ multipliziert:

$$Q_{dT'}(t') = Q_{dT}(t') \cdot \sin(\varphi_k)$$

$$45 \quad Q_{dT'}(t') = (b_Q 0.5 U_1 \sin((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q) - b_Q 0.5 U_2 \sin((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q)) \cdot \sin(\varphi_k)$$

$$Q_{dT'}(t') = b_Q 0.25 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q - \varphi_k) - b_Q 0.25 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q + \varphi_k) - b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q - \varphi_k) + b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q + \varphi_k)$$

$$50 \quad S_2(t') = I_{dT}(t') + Q_{dT'}(t') + Q_{HT'}(t')$$

$$55 \quad S_2(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_1) + b_Q 0.25 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q - \varphi_k) - b_Q 0.25 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q + \varphi_k) - b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q - \varphi_k) + b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q + \varphi_k) + b_Q 0.25 U_1 (-\cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q + \varphi_k)) + b_Q 0.25 U_1 (-\cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q - \varphi_k)) + b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q + \varphi_k) + b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q - \varphi_k)$$

$$S_2(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_1) - b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q + \varphi_k) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q + \varphi_k)$$

- 60 Wird nun φ_k durch $(\varphi_1 - \varphi_Q)$ ersetzt, ergibt sich:

$$S_2(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_1) - b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q - \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q + \varphi_1)$$

$$65 \quad S_2(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_1) - b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - 2\varphi_Q + \varphi_1)$$

$$S_2(t') = b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_1) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - 2\varphi_Q + \varphi_1)$$

mit $\cos(\alpha) + \cos(\beta) = 2 \cdot \cos(\alpha + \beta)/2 \cdot \cos((\alpha - \beta)/2)$

$$S_2(t') = b_Q 0.5 U_2 2 \cos[(2(\omega_T - \omega_2)t' - 2\varphi_Q)/2] \cdot \cos[(2\varphi_Q - 2\varphi_I)/2]$$

$$S_2(t') = b_Q U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q) \cdot \cos(\varphi_Q - \varphi_I)$$

5

$$D_1(t') = I_{ST}(t') + Q_{ST}(t') - Q_{HT}(t')$$

$$D_1(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_I) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_I) + b_Q 0.25 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q - \varphi_k) - b_Q 0.25 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q + \varphi_k) - b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q - \varphi_k) + b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q + \varphi_k) - b_Q 0.25 U_1 (-\cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q - \varphi_k)) - b_Q 0.25 U_1 (-\cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q + \varphi_k)) - b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q - \varphi_k) - b_Q 0.25 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q + \varphi_k)$$

10

$$D_1(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_I) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_I) + b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q - \varphi_k) - b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q - \varphi_k)$$

15

Wird nun φ_k durch $(\varphi_I - \varphi_Q)$ ersetzt, ergibt sich:

$$D_1(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_I) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_I) + b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_Q - \varphi_I + \varphi_Q) - b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_Q - \varphi_I + \varphi_Q)$$

20

$$D_1(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_I) + b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_I) + b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + 2\varphi_Q - \varphi_I) - b_Q 0.5 U_2 \cos((\omega_T - \omega_2)t' - \varphi_I)$$

$$D_1(t') = b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + \varphi_I) + b_Q 0.5 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_T)t' + 2\varphi_Q - \varphi_I)$$

25

mit $\cos(\alpha) + \cos(\beta) = 2 \cdot \cos((\alpha + \beta)/2) \cdot \cos((\alpha - \beta)/2)$

$$D_1(t') = b_Q 0.5 U_1 2 \cos[(2(\omega_1 - \omega_T)t' + 2\varphi_Q)/2] \cdot \cos[(2\varphi_I - 2\varphi_Q)/2]$$

30

$$D_1(t') = b_Q U_1 \cos((\varphi_I - \varphi_T)t' + \varphi_Q) \cdot \cos(\varphi_I - \varphi_Q)$$

Die Signale sind voneinander getrennt ($S_2(t') = f(U_2)$, $D_1(t') = f(U_1)$) und können nach einer weiteren digitalen Signalbearbeitungseinheit 21 über D/A-Wandler 22, 23 ausgelesen werden.

35

Patentansprüche

1. Verfahren zur Demodulation eines SSB-Signals nach der Phasenmethode mit einer Hilbert-Transformation, dadurch gekennzeichnet, daß zunächst eine Kalibrierung erfolgt, durch die zwei erste Korrekturwerte für Offsetfehler (a_{KI} , a_{KQ}) des I- und Q-Signals eines Quadratursignals, ein zweiter Korrekturwert für Verstärkungsfehler ($b_K = b_Q/b_I$) des I-Signals und zwei dritte Korrekturwerte für Phasenfehler ($|\sin(\varphi_k)|$, $|\cos(\varphi_k)|$) des Q-Signals ermittelt und abgespeichert werden, und daß anschließend in einem ersten Schritt durch analoge Quadraturmischung ein komplexes Quadratursignal ($I + jQ$) mit einer niedrigen Frequenz (z. B. Zwischenfrequenz oder Basisbandfrequenz eines Empfängers) erzeugt wird, das in ein digitales Signal umgewandelt wird, daß in einem zweiten Schritt ein Offsetfehler (a_I , a_Q), in einem dritten Schritt ein Verstärkungsfehler (b_I , b_Q) und in einem vierten Schritt ein Phasenfehler jeweils des I-Signals bzw. des Q-Signals des Quadratursignals durch Beaufschlagung mit gespeicherten Korrekturwerten kompensiert wird, bevor in einem fünften Schritt die Summe bzw. die Differenz der aus dem I-Signal und dem Hilbert-transformierten Q-Signal bestehenden Komponenten gebildet wird.

40

45

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Kalibrierung automatisch mit vorbestimmten Zeitabständen erfolgt.

50

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß zur Kalibrierung ein sinusförmiges Testsignal aufgeschaltet und demoduliert wird, dessen Frequenz von einer Trägerfrequenz eines Demodulators um ein Viertel der digitalen Abtastfrequenz abweicht, wobei zur Berechnung der Korrekturwerte in aufeinanderfolgenden Kalibrierungsschritten arithmetische Mittelwerte und Effektivwerte der I- und Q-Signale aus vier aufeinanderfolgenden Abtastwerten dienen.

55

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß in einem ersten Kalibrierungsschritt zunächst die ersten Korrekturwerte $a_{KI} = -a_I$ und $a_{KQ} = -a_Q$ für Offsetfehler aus den arithmetischen Mittelwerten der I- und Q-Signale des Quadratursignals berechnet und abgespeichert werden.

5. Verfahren nach Anspruch 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß in einem zweiten Kalibrierungsschritt der zweite Korrekturwert $b_K = b_Q/b_I$ für den Verstärkungsfehler aus den Effektivwerten der offsetfehlerkorrigierten I- und Q-Signale des Quadratursignals berechnet und abgespeichert wird.

60

6. Verfahren nach Anspruch 3, 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß in einem dritten Kalibrierungsschritt die dritten Korrekturwerte zur Korrektur von Phasenfehlern des Hilbert-transformierten Q-Signals aufgrund der mathematischen Zusammenhänge

65

$$|\sin(\varphi_k)| = 2 \cdot U_{\text{eff}} \cdot U_{\text{def}} \text{ und}$$

$$|\cos(\varphi_k)| = U_{\text{deff}}^2 - U_{\text{seff}}^2$$

gebildet und abgespeichert werden, wobei

$$U_{\text{seff}} = U_{\text{seff}} / \sqrt{(U_{\text{seff}}^2 + U_{\text{deff}}^2)} \quad \text{und} \quad U_{\text{deff}} = U_{\text{deff}} / \sqrt{(U_{\text{seff}}^2 + U_{\text{deff}}^2)}$$

ist und U_{seff} den Effektivwert der Summe $I(t) + \text{HT}\{Q(t)\}$ und U_{deff} den Effektivwert der Differenz $I(t) - \text{HT}\{Q(t)\}$ sowie $\text{HT}\{Q(t)\}$ das Hilbert-transformierte Q-Signal $Q(t)$ darstellt.

7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß mit dem zweiten Schritt die Offsetfehler des I- und Q-Signals durch Addition der gespeicherten ersten Korrekturwerte a_{k1} zu dem I- bzw. dem Q-Signal korrigiert werden.

8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß mit dem dritten Schritt der Verstärkungsfehler des offsetkorrigierten I-Signals (I' -Signal) gegenüber dem offsetkorrigierten Q-Signal (Q' -Signal) durch Multiplikation des I' -Signals mit dem zweiten Korrekturwert b_k ausgeglichen wird.

9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, gekennzeichnet durch einen vierten Schritt zur Korrektur von Phasenfehlern, mit dem das Q' -Signal Hilbert-transformiert (Q_{HT} -Signal) wird, das verstärkungskorrigierte I' -Signal (I'' -Signal) sowie das Q' -Signal um die Gruppenlaufzeit der Hilbert-Transformation verzögert wird (I_{dT} - bzw. Q_{dT} -Signale), das Q_{HT} und das Q_{dT} -Signal mit den dritten Korrekturwerten multipliziert wird (Q_{HT}' - bzw. Q_{dT}' -Signale), das I_{dT} -Signal mit dem Q_{dT}' -Signal addiert wird (S_1 -Signal) und das Q_{HT} -Signal mit dem S_1 -Signal addiert wird (S_2 -Signal).

10. Verfahren nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß das Q_{HT}' -Signal invertiert und zu dem S_1 -Signal addiert wird (D_1 -Signal) und daß die Signale S_2 und D_1 in analoge Signale umgewandelt und ausgegeben werden.

11. Verfahren nach Anspruch 9 oder 10, dadurch gekennzeichnet, daß vom I-Signal das Q_{HT}' -Signal je nach Frequenzlage des HF-Signales subtrahiert bzw. zu diesem addiert wird und die Phasenkorrektur je nach HF-Frequenzlage des Signales mit positivem oder negativem Korrekturwinkel erfolgt, wobei ein Signal, dessen Frequenz größer ist als die des Trägers, z. B. ein oberes Seitenband, mit dem Ausdruck $U_{\text{USB}} = I_{\text{dT}} - \text{Re}\{(Q_{\text{HT}} + jQ_{\text{dT}}) \cdot e^{-j\varphi_k}\}$ und ein Signal, dessen Frequenz kleiner ist als die des Trägers, z. B. ein unteres Seitenband, mit dem Ausdruck $U_{\text{LSB}} = I_{\text{dT}} + \text{Re}\{(Q_{\text{HT}} + jQ_{\text{dT}}) \cdot e^{j\varphi_k}\}$ berechnet wird.

12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Vorzeichen für den dritten Korrekturwert $\sin(\varphi_k)$ geändert wird, falls der Effektivwert des Differenzsignales durch das alleinige Wirken der Beträge der Korrekturwerte $\sin(\varphi_k)$ und $\cos(\varphi_k)$ größer wird.

13. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens zur Demodulation eines SSB-Signals nach der Phasemethode mit einer Hilbert-Transformation, gekennzeichnet durch eine digitale Signalverarbeitungseinrichtung (100) mit ersten bis dritten Speichereinrichtungen (7i, 7g; 9; 11a, 11b) für erste bis dritte Korrekturwerte zur Korrektur von Offset-, Verstärkungs- und Phasenfehlern eines komplexen Quadratursignals ($I + jQ$), welches aus einem empfangenen SSB-Signal durch analoge Herabmischung auf eine niedrige Frequenz (z. B. Zwischenfrequenz oder Basisbandfrequenz eines Empfängers) und anschließende Digitalisierung gewonnen wurde.

14. Vorrichtung nach Anspruch 13, gekennzeichnet durch eine Kalibriereinrichtung (6) zur Berechnung der ersten bis dritten Korrekturwerte anhand eines anstelle des empfangenen SSB-Signals eingespeisten Testsignals.

15. Vorrichtung nach Anspruch 13 oder 14, gekennzeichnet durch einen Hilbert-Transformator (14) zur Hilbert-Transformation des offsetkorrigierten Q-Signals (Q' -Signal).

16. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 13 bis 15, gekennzeichnet durch eine erste und eine zweite Verzögerungsstufe (16, 15) zur Verzögerung des I'' -Signals bzw. des Q' -Signals um die Gruppenlaufzeit des Hilbert-Transformators (14).

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

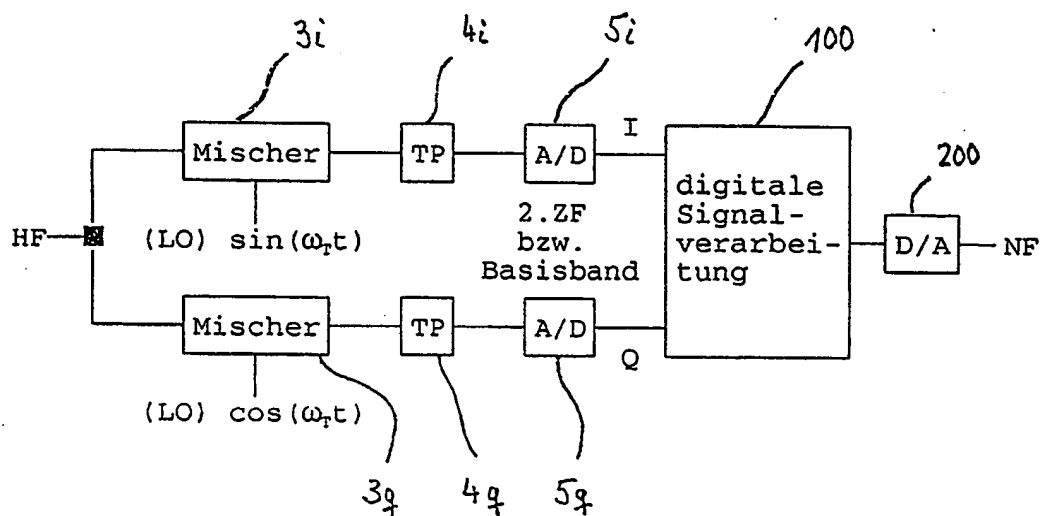


Fig 1

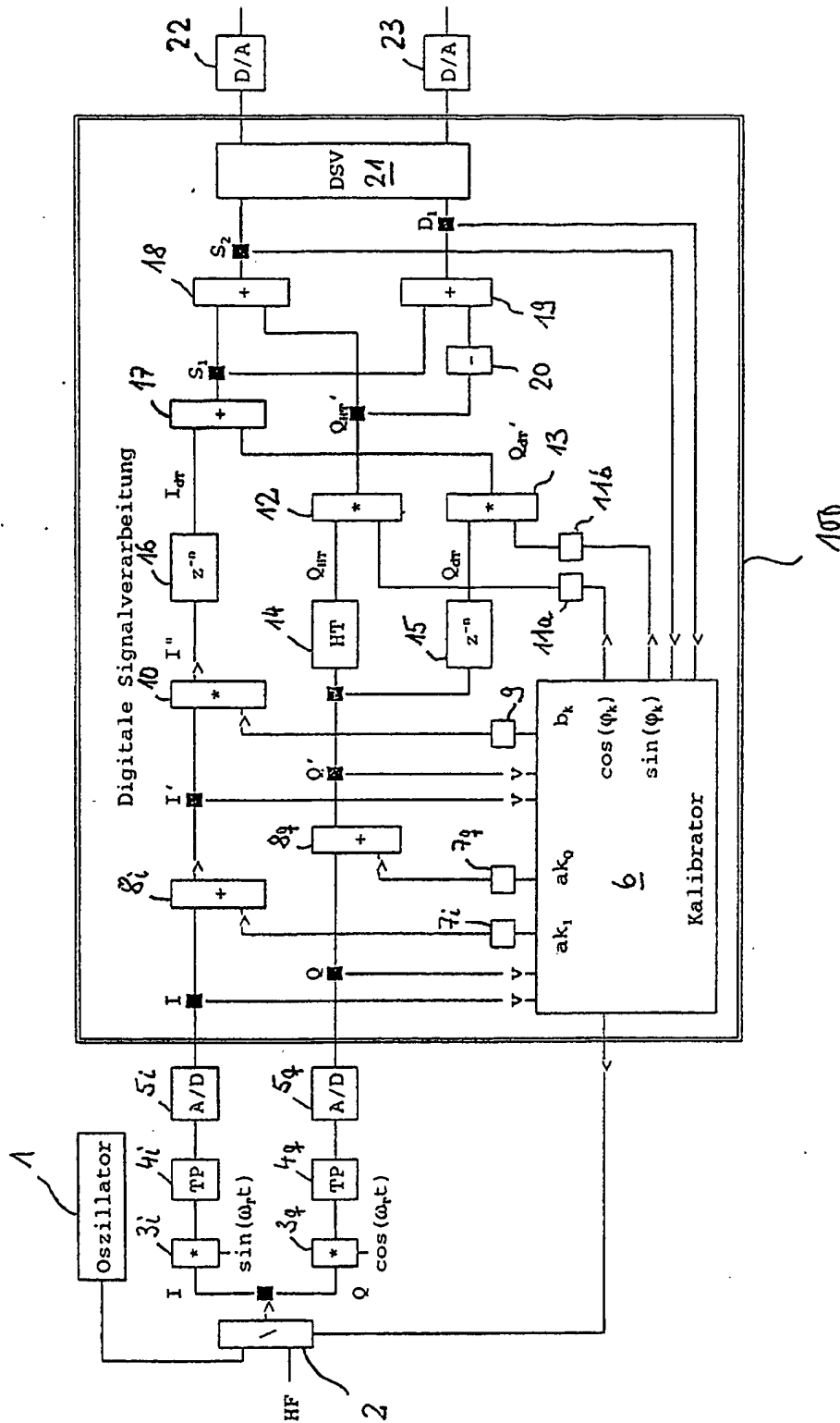


Fig 2